APARTADO 3.2

El transistor de potencia

A. Introducción a los transistores de potencia

El funcionamiento y utilización de los transistores de potencia es idéntico al de los transistores normales, teniendo como características especiales las altas tensiones e intensidades que tienen que soportar y, por tanto, las altas potencias a disipar.

Existen básicamente tres tipos de transistores de potencia:

- bipolar.
- unipolar o FET (Transistor de Efecto de Campo).
- IGBT.

Parámetros	**MOS**	**Bipolar**
Impedancia de entrada	Alta (1010 ohmios)	Media (104 ohmios)
Ganancia en corriente	Alta (107)	Media (10-100)
Resistencia ON (saturación)	Media / alta	Baja
Resistencia OFF (corte)	Alta	Alta
Voltaje aplicable	Alto (1000 V)	Alto (1200 V)
Máxima temperatura de operación	Alta (200ºC)	Media (150ºC)
Frecuencia de trabajo	Alta (100-500 Khz)	Baja (10-80 Khz)
Coste	Alto	Medio

El IGBT ofrece a los usuarios las ventajas de entrada MOS, más la capacidad de carga en corriente de los transistores bipolares:

- Trabaja con tensión.
- Tiempos de conmutación bajos (alta frecuencia de funcionamiento)
- Margen de potencia en conducción mucho mayor (como los bipolares).

Nos interesa, como siempre que tratamos con dispositivos semiconductores de potencia que el transistor se parezca, lo más posible, a un elemento ideal:

- Pequeñas fugas.
- Alta potencia.
- Bajos tiempos de respuesta (t_{on}, t_{off}), para conseguir una alta frecuencia de funcionamiento.
- Que el efecto avalancha se produzca a un valor elevado
- Que no se produzcan “puntos calientes” (grandes *di/dt*).

Una limitación importante de todos los dispositivos de potencia y concretamente de los transistores bipolares, es que el paso de bloqueo a conducción y viceversa no se hace instantáneamente, sino que siempre hay un retardo (t_{on}, t_{off}). Las causas fundamenta-

les de estos retardos son las capacidades asociadas a las uniones colector - base y base - emisor y los tiempos de difusión y recombinación de los portadores.

.A.1 Principios básicos de funcionamiento

La diferencia más notable entre un transistor bipolar y un transistor unipolar o FET es el modo de actuación sobre el terminal de control. En el transistor bipolar hay que inyectar una corriente de base para regular la corriente de colector, mientras que en el FET el control se hace mediante la aplicación de una tensión entre puerta y fuente. Esta diferencia viene determinada por la estructura interna de ambos dispositivos, que son sustancialmente distintas.

Es una característica común, sin embargo, el hecho de que la potencia que consume el terminal de control (base o puerta) es siempre más pequeña que la potencia manejada en los otros dos terminales.

En resumen, destacamos tres cosas fundamentales:

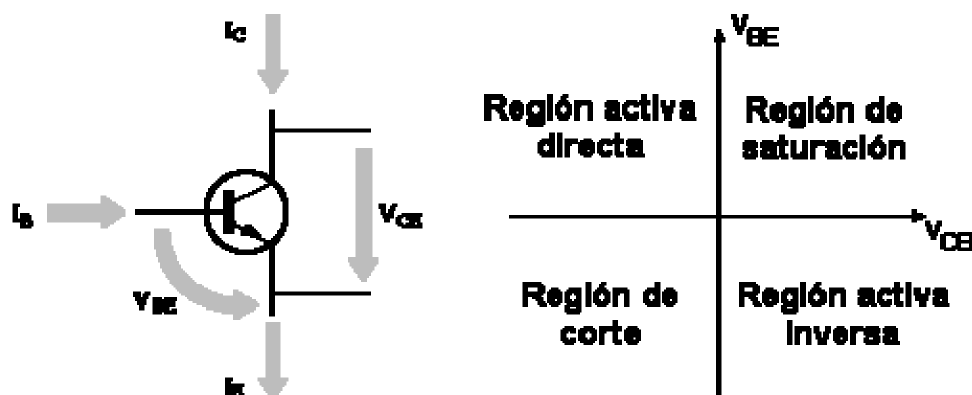
- En un transistor bipolar I_B controla la magnitud de I_C.
- En un FET, la tensión V_{GS} controla la corriente I_D.
- En ambos casos, con una potencia pequeña puede controlarse otra bastante mayor.

B. El transistor bipolar de potencia (BJT)

A continuación veremos las características más importantes del BJT. Es de destacar que el interés actual del BJT es muy limitado, ya que existen dispositivos de potencia con características muy superiores. Sin embargo, le dedicamos un tema dentro de esta asignatura porque es necesario comprender sus limitaciones para poder comprender el funcionamiento y limitaciones de otros dispositivos de gran importancia en la actualidad dentro del campo de la Electrónica de Potencia.

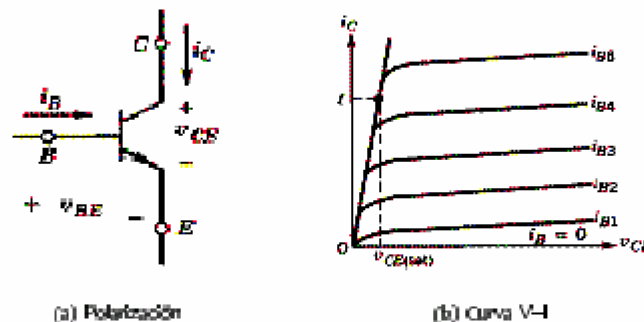
.B.1 Modos de trabajo

Existen cuatro condiciones de polarización posibles. Dependiendo del sentido o signo de los voltajes de polarización en cada una de las uniones del transistor pueden ser:



- ***Región activa directa***: Corresponde a una polarización directa de la unión emisor - base y a una polarización inversa de la unión colector - base. Esta es la región de operación normal del transistor para amplificación.
- ***Región activa inversa***: Corresponde a una polarización inversa de la unión emisor - base y a una polarización directa de la unión colector - base. Esta región es usada raramente.
- ***Región de corte***: Corresponde a una polarización inversa de ambas uniones. La operación en esta región corresponde a aplicaciones de conmutación en el modo apagado, pues el transistor actúa como un interruptor abierto ($I_C = 0$).
- ***Región de saturación***: Corresponde a una polarización directa de ambas uniones. La operación en esta región corresponde a aplicaciones de conmutación en el modo encendido, pues el transistor actúa como un interruptor cerrado ($V_{CE} = 0$).

En la siguiente figura, se muestra la curva V-I típica del transistor bipolar:



.B.2 Especificaciones importantes

Las principales características que han de considerarse en los transistores bipolares de potencia son:

- I_{Cmax}: intensidad máxima de colector
- BV_{CEO}: tensión de ruptura de colector-emisor
- P_{max}: potencia máxima disipable en régimen continuo

Además, conforme los transistores utilizados en circuitos de potencia trabajan generalmente en saturación y corte (régimen de conmutación), resulta de interés la caída de tensión colector-emisor en saturación V_{CEsat} y los tiempos de saturación y corte para aplicaciones de alta frecuencia.

.B.3 Características dinámicas. Tiempos de conmutación

Cuando el transistor está en saturación o en corte las pérdidas son despreciables. Pero si tenemos en cuenta los efectos de retardo de conmutación, al cambiar de un estado a otro se produce un pico de potencia disipada, ya que en esos instantes el producto i_C x v_{CE} va a tener un valor apreciable, por lo que la potencia media de pérdidas en el transistor va a ser mayor. Estas pérdidas aumentan con la frecuencia de trabajo,

debido a que al aumentar ésta, también lo hace el número de veces que se produce el paso de un estado a otro.

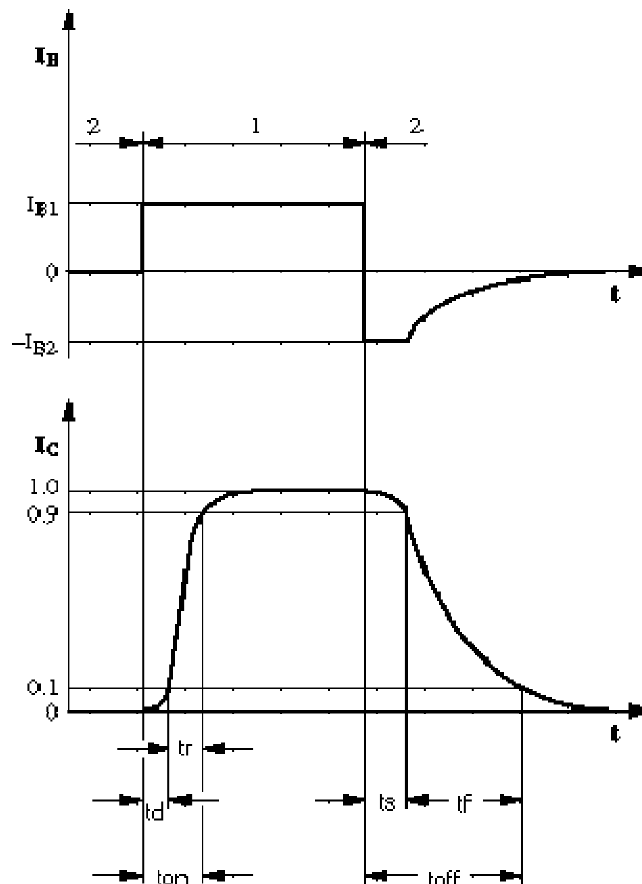
Como siempre, podemos distinguir entre tiempo de excitación o encendido (t_{on}) y tiempo de apagado (t_{off}). A su vez, cada uno de estos tiempos se puede dividir en otros dos, quedando así cuatro tiempos a estudiar:

- ***Tiempo de retardo (Delay Time, td)***: Es el tiempo que transcurre desde el instante en que se aplica la señal de entrada en el dispositivo conmutador, hasta que la señal de salida alcanza el 10% de su valor final.
- ***Tiempo de subida (Rise time, tr)***: Tiempo que emplea la señal de salida en evolucionar entre el 10% y el 90% de su valor final.
- ***Tiempo de almacenamiento (Storage time, ts):*** Tiempo que transcurre desde que se quita la excitación de entrada y el instante en que la señal de salida baja al 90% de su valor final.
- ***Tiempo de caída (Fall time, tf)*****:** Tiempo que emplea la señal de salida en evolucionar entre el 90% y el 10% de su valor final.

Por tanto, se pueden definir las siguientes relaciones:

$$t_{on} = t_d + t_r$$
$$t_{off} = t_s + t_f$$

Es de hacer notar el hecho de que el tiempo de apagado (t_{off}) será siempre mayor que el tiempo de encendido (t_{on}), como ocurre en la mayoría de los conmutadores, tal y como se muestra en la siguiente figura.

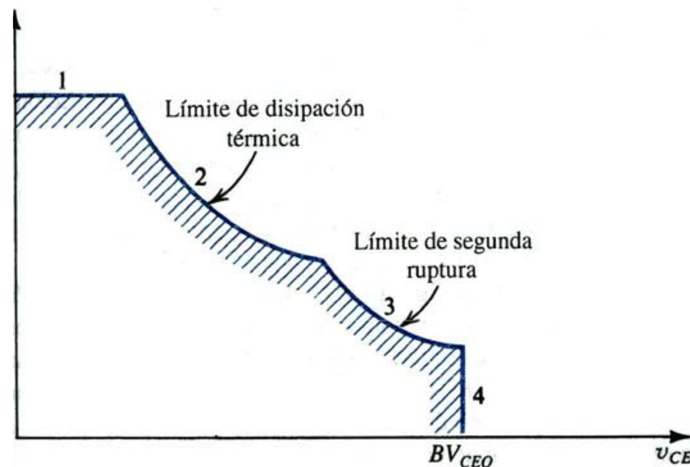


Los tiempos de encendido (t_{on}) y apagado (t_{off}) limitan la frecuencia máxima (f_{max}) a la cual puede conmutar el transistor:

$$f_{\max} = \frac{1}{t_{on} + t_{off}}$$

.B.4 Área de operación segura en un BJT de potencia

Además de especificar la máxima disipación de potencia a diferentes temperaturas de encapsulado, los fabricantes de transistores de potencia suelen indicar una gráfica de la frontera del área de operación sin riesgo (*SOA, Safe Operation Area*) en el plano i_c-v_{ce}. La especificación de una SOA típica presenta la forma que se muestra en la siguiente figura:



En esta curva se pueden observar cuatro áreas claramente diferenciadas:

1. La corriente máxima permisible I_{Cmax}. Si se excede esta corriente de manera continua puede dar como resultado que se fundan los alambres que conectan el dispositivo a los terminales del encapsulado

2. La hipérbola de máxima disipación de potencia. Este es el lugar geométrico de los puntos para los cuales se cumple que $v_{ce} \cdot i_c = P_{max}$ (a T_{CO}). Para temperaturas $T_C > T_{CO}$ se obtendrán un conjunto de hipérbolas más bajas. Aún cuando se pueda permitir que el punto de trabajo se mueva de modo temporal por encima de la hipérbola, no debe permitirse que el promedio de disipación de potencia exceda de P_{max}.

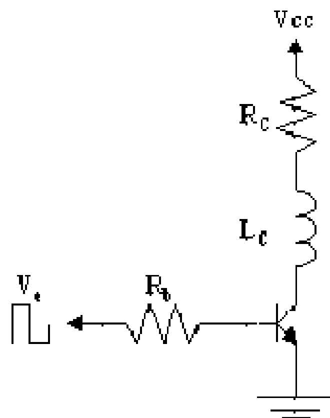
3. Límite de segunda ruptura. La segunda ruptura es un fenómeno que resulta debido a que la circulación de corriente por la unión entre emisor y base no es uniforme. Más bien, la densidad de corriente es mayor cerca de la periferia de la unión. Esta “aglomeración de corriente” da lugar a mayor disipación de potencia localizada y por lo tanto a calentamientos en lugares que reciben el nombre de “puntos calientes”. Como el calentamiento produce un aumento de corriente, puede ocurrir un gradiente térmico que provoque la destrucción de la unión semiconductora.

4. Voltaje de ruptura de la unión colector emisor BV_{CEO}. Nunca debe permitirse que el valor instantáneo de v_{ce} exceda de BV_{CEO}; de otra manera, ocurrirá la ruptura de avalancha de la unión entre colector y base.

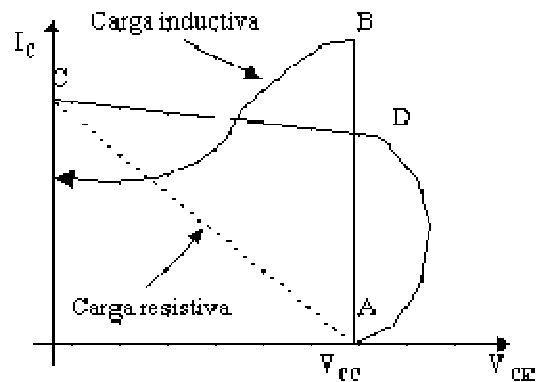
Finalmente, debe mencionarse que por lo general se utilizan escalas logarítmicas para i_c y v_{ce} que llevan a un límite de área de operación sin riesgo (SOA) formada por líneas rectas.

.B.5 Efectos producidos por cargas inductivas. Protecciones

Las cargas inductivas someten a los transistores a las condiciones de trabajo más desfavorables dentro de la zona activa, en el sentido de que se oponen a las variaciones de corriente que imponen los transistores al conmutar de saturación a corte y viceversa.



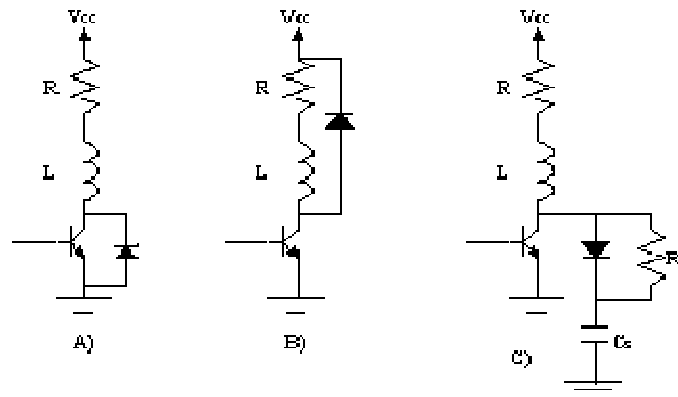
Circuito con carga inductiva



Característica de transferencia para el transistor en conmutación con carga inductiva.

En el diagrama superior se han representado los diferentes puntos idealizados de funcionamiento del transistor en corte y saturación. Para una carga resistiva, el transistor pasará de corte a saturación por la recta que va desde A hasta C, y de saturación a corte desde C a A. Sin embargo, con una carga inductiva como en el circuito anterior el transistor pasa a saturación recorriendo la curva ABC, mientras que el paso a corte lo hace por el tramo CDA. Puede verse que este último paso lo hace después de una profunda incursión en la zona activa que podría fácilmente sobrepasar el límite de avalancha secundaria, con valor V_{CE} muy superior al valor de la fuente (V_{cc}).

Para proteger al transistor y evitar su degradación se utilizan en la práctica varios circuitos, que se muestran a continuación:



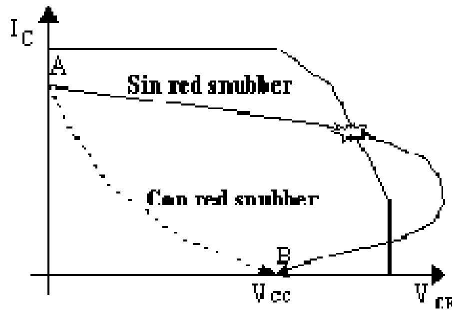
a) Diodo Zéner en paralelo con el transistor (la tensión nominal zéner ha de ser superior a la tensión de la fuente V_{cc}).

b) Diodo en antiparalelo con la carga R_L.

c) Red RC polarizada en paralelo con el transistor (red snubber).

Las dos primeras limitan la tensión en el transistor durante el paso de saturación a corte, proporcionando a través de los diodos un camino para la circulación de la intensidad inductiva de la carga.

En la tercera protección, al cortarse el transistor la intensidad inductiva sigue pasando por el diodo y por el condensador C_S, el cual tiende a cargarse a una tensión V_{CC}. Diseñando adecuadamente la red RC se consigue que la tensión en el transistor durante la conmutación sea inferior a la de la fuente, alejándose su funcionamiento de los límites por disipación y por avalancha secundaria. Cuando el transistor pasa a saturación el condensador se descarga a través de R_S.



El efecto producido al incorporar la red snubber es la que se puede apreciar en la figura adjunta, donde vemos que con esta red, el paso de saturación (punto A) a corte (punto B) se produce de forma más directa y sin alcanzar valores de V_{CE} superiores a la fuente V_{cc}.

Para el cálculo de C_S podemos suponer, despreciando las pérdidas, que la energía almacenada en la bobina L antes del bloqueo debe haberse transferido a C_S cuando la intensidad de colector se anule. Por tanto:

$$\frac{1}{2} \times L \times I^2_{C(sat)} = \frac{1}{2} \times C_S \times V^2_{CC}$$

de donde :

$$C_S = \frac{L \times I^2_{C(sat)}}{V^2_{CC}}$$

Para calcular el valor de R_S hemos de tener en cuenta que el condensador ha de estar descargado totalmente en el siguiente proceso de bloqueo, por lo que la constante de tiempo de R_S y C_S ha de ser menor (por ejemplo una quinta parte) que el tiempo que permanece en saturación el transistor:

$$\tau_S = R_S \times C_S \leq \frac{\text{tiempo con BJT saturado}}{5}$$

C. El transistor MOSFET

El nombre de MOSFET, viene dado por las iniciales de los elementos que los componen; una fina película metálica (Metal -M); oxido de silicio (Óxido - O); región semiconductora (Semiconductor- S).

Las aplicaciones más típicas de los transistores de potencia MosFet se encuentran en la conmutación a altas frecuencias, chopeado, sistemas inversores para controlar motores, generadores de altas frecuencias para inducción de calor, generadores de ultrasonido, amplificadores de audio y transmisores de radiofrecuencia.

La principal diferencia entre los Transistores Bipolares (BJT) y los Mosfet consiste en que estos últimos son controlados por tensión aplicada en la puerta (G) y requieren solo una pequeña corriente de entrada, mientras que los transistores Bipolares (BJT), son controlados por corriente aplicada a la base.

Ventajas de los Mosfet frente a los BJT

- La velocidad de conmutación para los Mosfet está en el orden de los nanosegundos, por esto los Mosfet son muy utilizados en convertidores de pequeña potencia y alta frecuencia.
- Los Mosfet no tienen el problema de segunda ruptura
- Mayor área de funcionamiento.
- Mayores ganancias.
- Circuito de mando más simple.
- Alta impedancia de entrada.

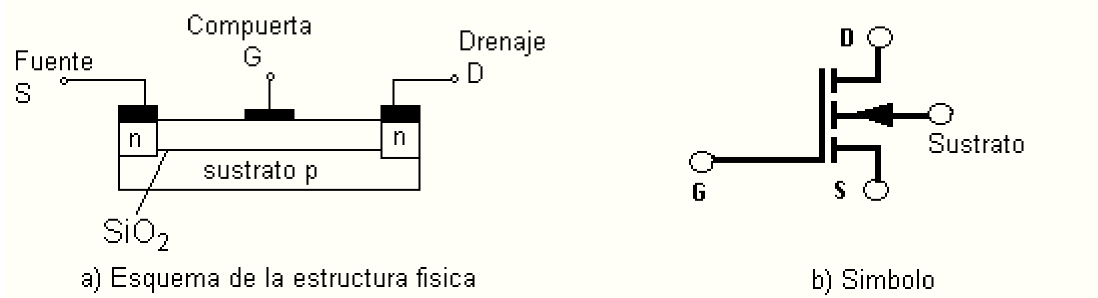
Inconvenientes de los Mosfet

- Los Mosfet tienen el problema de ser muy sensibles a las descargas electrostáticas y requieren un embalaje especial.
- Es relativamente difícil su protección.
- Los Mosfet son más caros que sus equivalentes bipolares.
- La resistencia estática entre Drenador-Surtidor, es más grande, lo que provoca mayores perdidas de potencia cuando trabaja en Conmutación.

.C.1 Tipos de MOSFET

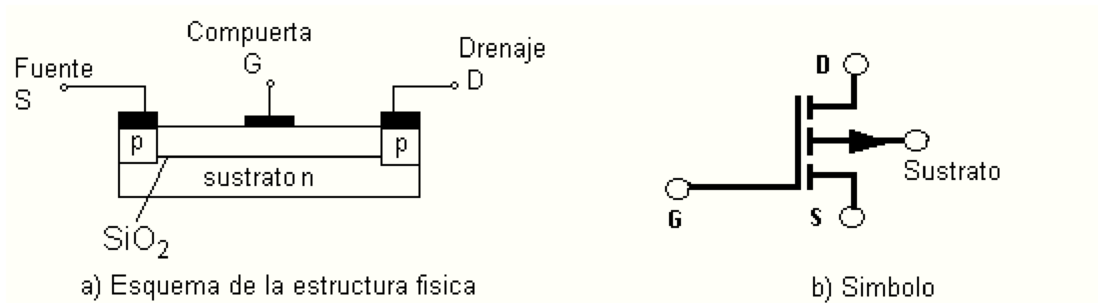
- ***Mosfet de Deplexión o empobrecimiento***: existe un canal por el cual circula la corriente aunque no se aplique tensión en la puerta.

- ***Mosfet de Acumulación o enriquecimiento:*** el canal por el cual circula la corriente se crea cuando se le aplica una tensión en la puerta. A su vez, dentro de los transistores MOSFET de enriquecimiento podemos distinguir dos tipos: de ***canal n*** o de ***canal p***, dependiendo del tipo de sustrato utilizado y del tipo de portadores mayoritarios por el canal. En la siguiente figura se pueden observar la estructura física y el símbolo más habitual para un MOSFET de canal n:



a) Esquema de la estructura fisica b) Simbolo

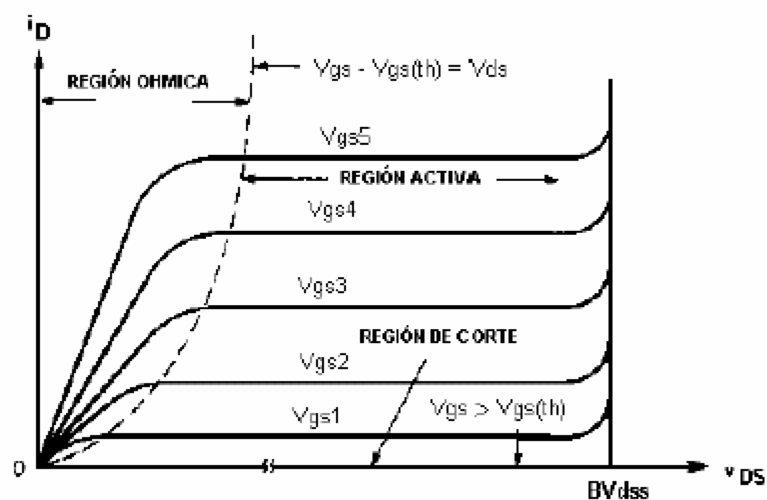
Asimismo, en la siguiente figura se muestran las mismas figuras para un MOSFET de canal p:



a) Esquema de la estructura fisica b) Simbolo

.C.2 Regiones de trabajo de los MOSFET

La curva característica nos da información acerca de como varía la intensidad del drenador (i_d) para una tensión fija (v_{ds}), y variando la tensión aplicada entre la puerta y el surtidor (v_{gs}). En particular, en la siguiente figura se apreciar la curva característica de un n-MOSFET de enriquecimiento.



Las características reales del MOSFET se dividen en tres regiones, tal y como se puede observar en la gráfica anterior.

Región de Corte

En la figura anterior se puede ver como existen corrientes residuales (muy pequeñas), cuando el dispositivo está en corte. Si la tensión aplicada entre Puerta – Surtidor es inferior a V_{th} (normalmente superior a 2 voltios, para los Mosfet de potencia), el dispositivo continuará en la región de corte. En esta región la corriente que circula por el drenador es prácticamente nula.

Las ecuaciones para esta región serán:

$$v_{GS} < V_{GS\,(th)}$$
$$v_{DS} > 0$$
$$i_D \approx 0$$

Región Activa (Saturación de Canal)

En esta región se utiliza el transistor Mos como amplificador. Para un valor de v_{gs}, que será como mínimo $V_{gs(th)}$ se produce el paso de corriente entre el drenador y el surtidor.

En la región activa el valor de la tensión entre puerta y surtidor, controla la magnitud de la corriente del drenador (i_d), como la tensión entre el drenador y el surtidor (v_{ds}). Como se puede ver en la curva característica, para un valor particular de la tensión entre puerta – surtidor, tenemos un valor de la corriente del drenador (i_d).

Las ecuaciones para esta región serán:

$$v_{GS} > V_{GS\,(th)}$$
$$v_{GS} - V_{GS\,(th)} < v_{DS}$$
$$i_G \approx 0 \rightarrow i_D \approx i_S$$

Región Óhmica

Una definición de la región óhmica, parte de la característica que satisface la condición que

$$v_{GS} - V_{GS\,(th)} \geq v_{DS}$$

Por lo tanto, las ecuaciones típicas para esta región son:

$$v_{GS} > V_{GS\,(th)}$$
$$v_{GS} - V_{GS\,(th)} \geq v_{DS}$$
$$i_G \approx 0 \rightarrow i_D \approx i_S$$

Para un p-MOSFET de enriquecimiento es importante recordar que el voltaje umbral $V_{GS\,(th)}$ es negativo y para inducir un canal es necesario aplicar un voltaje en puerta que sea más negativo que el propio voltaje umbral. Por lo tanto, para un MOSFET de canal p, se definen las tres regiones anteriores de la siguiente manera:

Región de Corte : $v_{GS} > V_{GS\,(th)}$

Región Activa (saturación) : $v_{GS} < V_{GS\,(th)}$
$v_{GS} - V_{GS\,(th)} < v_{DS}$

Región Óhmica : $v_{GS} < V_{GS\,(th)}$
$v_{GS} - V_{GS\,(th)} > v_{DS}$

.

D. El transistor IGBT

El IGBT (Insulate Gate Bipolar Transistor) combina las ventajas de los BJT y los Mosfet. Tiene una impedancia de entrada elevada, como los Mosfet y bajas perdidas en conmutación, como los BJT, pero sin el problema de segunda ruptura, por lo que puede trabajar a elevada frecuencia y con grandes intensidades.

Los IBGT fueron inventados hace poco tiempo, pero su evolución ha sido rápida debido a que han demostrado tener una resistencia en conducción muy baja y una elevada velocidad de conmutación (la transición desde el estado de conducción al de bloqueo se puede considerar de unos dos microsegundos, y la frecuencia puede estar en el rango de los 50KHz), además de una elevada tensión de ruptura. Los IGBT se fabrican desde una tensión de 1400V y una corriente de 300A, a una tensión de 600V y una corriente de 50A.

El control por tensión hace que el IGBT sea más rápido que el BJT, pero más lento que el Mosfet. La energía aplicada a la puerta que activa el dispositivo es pequeña con una corriente del orden de los nanoamperios, esta pequeña potencia necesaria para conmutar el dispositivo, hace que pueda ser controlado por circuitos integrados.